



①9 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

⑫ Pat ntschrift
⑩ DE 195 39 134 C 2

⑤ Int. Cl.⁷:
G 01 B 7/00
G 01 B 7/30
// H03M 1/12

②1 Aktenzeichen: 195 39 134.9-42
②2 Anmeldetag: 20. 10. 1995
④3 Offenlegungstag: 24. 4. 1997
④5 Veröffentlichungstag
der Patenterteilung: 23. 5. 2001

DE 195 39 134 C 2

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

⑦3 Patentinhaber:

Ruf Electronics GmbH, 85635
Höhenkirchen-Siegertsbrunn, DE

⑦4 Vertreter:

von Bülow, T.,
Dipl.-Ing./Dipl.-Wirtsch.-Ing./Dr.rer.pol., Pat.-Anw.,
81545 München

⑦2 Erfinder:

Schödlbauer, Dieter, Dipl.-Phys. Dr., 81825
München, DE

⑤5 Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht
gezogene Druckschriften:

DE 44 22 868 A1
DE 41 00 666 A1
DE 40 29 828 A1

Thomas Henke: "Spurenauswertung mit
Spezial-Chip",
in: Elektronik 1/1994, S. 24-31;

⑤4 Auswerteverfahren für berührungslos messende Weg-/Winkelaufnehmer mit sinusförmigen Spursignalen

⑤7 Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Bestimmung
des Tangens bzw. des Kotangens des Phasenwinkels α ,
abwechselnd in jeweils aufeinander folgenden Quadran-
ten der Signalperiode, so daß nur die Phasenlage der bei-
den Signale zur Auswertung kommt und der genutzte
Wertebereich der Winkelfunktionen zwischen -1 und +1
liegt. Das Verfahren vermeidet somit weitgehend den Ein-
fluß von nicht stabilisierten Signalamplituden und führt
bei vergleichsweise geringem Aufwand unmittelbar zu ei-
nem Ergebnis in digitalisierter Form.

Für die Bestimmung des jeweils gültigen Quadranten so-
wie der zugehörigen Winkelfunktionen wird ein Satz von
vier sinusförmigen Signalen herangezogen, welche mit
einer (örtlichen) Phasendifferenz von jeweils 45° aufein-
ander folgen.

$U_0(\alpha) = A \sin(\alpha)$ und $U_1(\alpha) = A \cos(\alpha)$ sind die gemesse-
nen Spursignale, aus denen durch Addition bzw. Subtrak-
tion die zusätzlichen Signale $U_2(\alpha)$ und $U_3(\alpha)$ abgeleitet
werden. Die Berechnung der Winkelfunktionen wird auf
einen Vergleich zweier Analogspannungswerte mit suk-
zessiver Approximation zurückgeführt, wobei das Steuer-
register des eingesetzten multiplizierenden Digital-Ana-
log-(D/A)-Wandlers als Ergebnis das Bitmuster des (stets
positiven) Ausdrucks

$$\frac{1}{2} \cdot [\tan(\alpha) + 1] \quad \text{bzw.} \quad \frac{1}{2} \cdot [\cot(\alpha) + 1]$$

enthält, mit dessen Hilfe sich der gesuchte Phasenwinkel
bzw. Lagewert α in konventioneller Weise über eine Win-
keltabelle bestimmen läßt.

DE 195 39 134 C 2

Beschreibung

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Ermittlung des Phasenwinkels eines Positionsgebers gemäß dem Oberbegriff des Patentanspruches 1 und einen Positionsgeber gemäß dem Oberbegriff des Patentanspruches 7.

5 Aus der DE 41 00 666 A1 ist eine Interpolationsschaltung bekannt, die einen durch ein Sinus- und ein Cosinussignal aufgespannten Momentanvektor sukzessive durch einen mittels eines Vektorgenerators erzeugten Vergleichsvektor approximiert. In Komparatoren werden die Sinus- und Cosinus-Komponenten des Vergleichsvektors mit denen des Momentanvektors verglichen und schrittweise solange verändert, bis Betrag und Winkel des Vergleichsvektors hinreichend genau mit dem Betrag und dem Winkel des Momentanvektors übereinstimmen.

10 Die DE 40 29 828 A1 beschreibt einen Drehwinkelsensor zur Bestimmung des Drehmoments an einer Lenksäule, bei dem vier Sinuswellensignale ausgewertet werden, wobei aus jeweils zwei dieser vier Signale mittels einer Winkelberechnungsschaltung der motorseitige bzw. der lenkradseitige Drehwinkel der Lenksäule und aus der Differenz der Torsionswinkel ermittelt wird. Hierzu wird zunächst aus einem gemessenen Sinus- bzw. Cosinussignal ein hinsichtlich Mittenspannungsfehler korrigiertes Sinus- bzw. Cosinussignal berechnet. Aus den korrigierten Signalen wird, der Tangens gebildet und durch Anwenden der Arcustangensfunktion wird der Drehwinkel berechnet.

15 Aufgabe ist die Auswertung von zwei um 90° versetzten Sinussignalen (Sinus/Cosinus) für die genaue Bestimmung des Lagewertes innerhalb einer Signalperiode.

Die bekannten und derzeit eingesetzten Verfahren dienen hauptsächlich zur Steigerung der Auflösung bei inkrementalen Gebern mit sinusförmigen Spursignalen. Der gesuchte örtliche Lagewert setzt sich dabei aus zwei Anteilen zusammen: Für die Grobauslösung wird ein Periodenzähler verwendet, zur Feinauflösung innerhalb einer Signalperiode, d. h. zur Bestimmung des Phasenwinkels werden die digitalisierten Spannungswerte der beiden Spursignale herangezogen (siehe z. B. Zeitschrift Elektronik 1/94, "Spurenauswertung" mit Spezial-Chip, Seite 24ff.). Die digitalisierten Spannungswerte dienen direkt zur Adressierung der in einem Speicher abgelegten Winkeltabelle. Hierzu werden die Signale unabhängig voneinander entweder parallel in zwei getrennten Analog/Digital-(A/D)-Wandlern verarbeitet oder im

20 Multiplexbetrieb mit einem Umsetzer konvertiert, sofern die Verarbeitungszeit dies erlaubt. Beiden Methoden ist im Gegensatz zu dem hier betrachteten Auswerteverfahren gemeinsam, daß die Signalamplituden der beiden Spuren jeweils unabhängig voneinander konstant sein müssen. Nur in diesem Fall existiert ein eindeutiger Zusammenhang zwischen den gemessenen Spannungswerten und dem gesuchten Phasenwinkel.

Es wird ein Approximationsverfahren für die Durchführung einer Tangens-Kotangens-Interpolation vorgeschlagen. Mit Hilfe dieser Methode läßt sich der Einfluß von nicht stabilisierten Signalamplituden weitgehend eliminieren, da vom Prinzip her nur die Phasenlage der beiden Signale zueinander zur Auswertung kommt.

Mathematische Beschreibung des Auswerteverfahrens

35 Die hier vorgestellte mathematische Beschreibung erhebt keinen Anspruch auf Vollständigkeit. Das Funktionsprinzip des Auswerteverfahrens wird jedoch ohne Beschränkung der Allgemeinheit hinreichend erfasst.

Die Fig. 1 bis 5 dienen zur graphischen Illustration der diskutierten Formeln.

Verwendete Formelzeichen und Abkürzungen:

- 40 α : Phasenwinkel, $0 \leq \alpha \leq 2\pi$
 U_i : Signalspannungswerte mit Indices $0 \leq i \leq 3$, siehe Text
 A : Amplitude der Spursignale
 $\Phi(x)$: Sprungfunktion, $\Phi(x) = 0$ für $x \leq 0$, $\Phi(x) = 1$ für $x > 0$
 q_0, q_1 : Hilfsfunktionen, wie nachfolgend beschrieben
 $q(\alpha)$: Nummer des Quadranten innerhalb einer Signalperiode, $0 \leq q \leq 3$
 $\cot_tan(\alpha)$: je nach Quadrant wechselnde Winkelfunktion Tangens oder Kotangens
 $\phi(\alpha)$: Berechneter Lagewert (Endergebnis), $0 \leq \phi(\alpha) \leq 2\pi$.

45 Gegeben sind die beiden sinusförmigen Spursignale U_0 und U_1 mit einer wechselseitigen Phasendifferenz von $\pm 90^\circ$ Grad (Fig. 1):

50 $U_0(\alpha) = A \cdot \sin(\alpha) \quad (1)$

$U_1(\alpha) = A \cdot \cos(\alpha) \quad (2)$

Durch Addition und Subtraktion der Meßspannungen (1) und (2) erhält man die Linearkombinationen U_2 und U_3 mit einer Phasenverschiebung von $\pm 45^\circ$ zu den Spursignalen (Fig. 2):

$U_2(\alpha) = U_1(\alpha) + U_0(\alpha) = A \cdot [\cos(\alpha) + \sin(\alpha)] \quad (3)$

60 $U_3(\alpha) = U_1(\alpha) - U_0(\alpha) = A \cdot [\cos(\alpha) - \sin(\alpha)] \quad (4)$

Zur Vermeidung von Singularitäten bei der nachfolgenden Quotientenbildung (Division durch Null) werden vier Quadranten $q(\alpha)$ definiert, in denen abwechselnd entweder eine Tangens- oder eine Kotangensfunktion zur Auswertung gelangt (siehe die Fig. 3 und 4).

Mit den Modellfunktionen q_0, q_1 gemäß

65 $q_0(\alpha) = 1 - \Phi[U_0(\alpha) \cdot U_1(\alpha)] \quad (5)$

$q_1(\alpha) = 1 - \Phi[U_0(\alpha)] \quad (6)$

ergeben sich die vier Quadranten $q = 0 \dots 3$ innerhalb einer Signalperiode zu

$$q(\alpha) = q_0(\alpha) + 2 \cdot q_1(\alpha) \quad (7)$$

Die Festlegung der jeweils verwendeten Winkelfunktion $\tan(\alpha)$ oder $\cot(\alpha)$ erfolgt mit Hilfe von $q_0(\alpha)$. Hierzu wird eine Funktion $\cot_tan(\alpha)$ wie folgt definiert (vgl. Fig. 4):

$$\cot_tan(\alpha) = \frac{U_2(\alpha)}{U_3(\alpha)} \quad \text{wenn} \quad q_0(\alpha) > 0 \quad (8a)$$

$$\cot_tan(\alpha) = \frac{U_3(\alpha)}{U_2(\alpha)} \quad \text{wenn} \quad q_0(\alpha) \leq 0 \quad (8b)$$

Für den gesuchten Lagewert $\phi(\alpha)$ innerhalb einer Signalperiode erhält man den Ausdruck

$$\phi(\alpha) = \left[q(\alpha) + \frac{1}{2} \right] \cdot \frac{\pi}{2} - (-1)^{q_0(\alpha)} \cdot \arctan[\cot_tan(\alpha)] \quad (9)$$

Fig. 5 zeigt den erwarteten Verlauf von $\phi(\alpha)$ gemäß Gl. (9).

Schaltungstechnische Realisierung

Das Kernstück des hier vorgestellten Verfahrens ist die sukzessiv-approximative Auswertung der Gln. (8a, 8b) durch einen Spannungsvergleich, ähnlich wie bei einem nach diesem Prinzip arbeitenden A/D-Wandler. Zum besseren Verständnis ist es vorteilhaft, die beiden Gleichungen umzuformen, z. B. Gl. (8a):

$$\frac{U_2(\alpha)}{U_3(\alpha)} = \cot_tan(\alpha)$$

folgt

$$U_2(\alpha) - \cot_tan(\alpha) \cdot U_3(\alpha) = 0 \quad (10)$$

Ein multiplizierender Digital-Analog-(D/A)-Wandler erzeugt die Ausgangsspannung $U_a = \cot_tan(\alpha) \cdot U_3(\alpha)$, wobei das Analogsignal $U_3(\alpha)$ prinzipiell als Referenzspannung U_{Ref} dient und $\cot_tan(\alpha)$ als Binärzahl über das eingegebene Bitmuster angenähert wird. Der Wandlerzyklus ist dann abgeschlossen, wenn durch Vergleich von U_a mit dem Spannungswert $U_2(\alpha)$ mittels eines Komparators die Gleichung (10) "gelöst" ist und das Steuerregister demzufolge den Zahlenwert der gewünschten Winkelfunktion $\cot_tan(\alpha)$ enthält. Anschließend läßt sich der gesuchte Phasenwinkel bzw. Lagewert $\phi(\alpha)$ in konventioneller Weise über eine Winkeltabelle auslesen.

Für die praktische Durchführung der Multiplikation ist zu beachten, daß die \cot -/ \tan -Funktionen wegen des Wertebereiches von -1 bis $+1$ beide Vorzeichen annehmen können (siehe Fig. 4).

Mit den Gleichungen (3) und (4) gilt

$$U_2(\alpha) + U_3(\alpha) = 2 \cdot U_1(\alpha)$$

und somit

$$U_1(\alpha) - \frac{1}{2} \cdot [\cot_tan(\alpha) + 1] \cdot U_3(\alpha) = 0 \quad (11)$$

Bei Auswertung der Gleichung (11) anstelle von (10) tritt kein Vorzeichenwechsel des Multiplikators mehr auf. Entsprechend lautet die Gl. (8b) in umgeschriebener Form

$$U_1(\alpha) - \frac{1}{2} \cdot [\cot_tan(\alpha) + 1] \cdot U_2(\alpha) = 0 \quad (12)$$

Die Fig. 6 zeigt die entsprechende Beschaltung der Tan-/Cot-Interpolation unter vorteilhafter Zugrundelegung der Gleichungen (11) und (12).

Die beiden Spursignale $U_0(\alpha)$ und $U_1(\alpha)$ werden verstärkt, zur Bildung von $U_2(\alpha)$ und $U_3(\alpha)$ addiert bzw. subtrahiert und mittels Halteglieder für die Dauer einer Abtastperiode "eingefroren". Zur Bestimmung des Quadranten q mit Bitmuster $D_{n+1}D_n$ dient eine Quadrantenlogik, wobei zunächst die Spursignale $U_0(\alpha)$ und $U_1(\alpha)$ mit Hilfe von Komparator-schaltungen in die Logikzustände $u_0(\alpha)$ und $u_1(\alpha)$ übergeführt werden:

$$U_0(\alpha) > 0 \Rightarrow u_0(\alpha) = 1$$

$$U_0(\alpha) < 0 \Rightarrow u_0(\alpha) = 0$$

$$U_1(\alpha) > 0 \Rightarrow u_1(\alpha) = 1$$

$$U_1(\alpha) < 0 \Rightarrow u_1(\alpha) = 0$$

mit $D_{n+1}, D_n = f(u_0, u_1)$

Für D_n gilt die Funktionstabelle

		u_1	
		0	1
u_0	0	0	1
	1	1	0

d. h. $D_n = u_0 \text{ xor } u_1$

Für D_{n+1} gilt die Funktionstabelle

		u_1	
		0	1
u_0	0	0	1
	1	1	0

d. h. $D_{n+1} = \bar{u}_0$

Das niederwertige Bit D_n des Quadranten entscheidet, ob $U_3(\alpha)$ oder $U_2(\alpha)$ als Referenzspannung U_{Ref} für den D/A-Wandler dient, d. h. ob die Gl. (11) oder die Gl. (12) zur Auswertung kommt. Bei Verwendung eines Wandlers mit Bitbreite n steht nach dem Auslesen der Winkeltabelle der Lagewert $\phi(\alpha)$ als durchgängige Binärzahl $D_0 \dots D_{n+1}$ mit einer Auflösung von $(n+2)$ Bit zur Verfügung:



D_{n-1} bis D_0 : Feinauflösung innerhalb des Quadranten $D_{n+1}D_n$ mit n Bit

$D_{n+1}D_n$: Nummer des Quadranten

Patentansprüche

1. Verfahren zur Ermittlung des Phasenwinkels (α) eines Positionsgebers, bei dem
 - a) der Positionsgeber in Abhängigkeit vom Phasenwinkel (α) ein sinusförmiges Ausgangssignal ($U_0(\alpha) = A \cdot \sin \alpha$) und ein cosinusförmiges Ausgangssignal ($U_1(\alpha) = A \cdot \cos \alpha$) liefert, **dadurch gekennzeichnet**, daß
 - b) mittels eines Addierers aus diesen Ausgangssignalen eine erste Linearkombination ($U_2 = U_1 + U_0$) und mittels eines Subtrahierers eine zweite Linearkombination ($U_3 = U_1 - U_0$) erzeugt wird,
 - c) mittels einer Quadrantenlogik aus den Vorzeichen der sinus- und cosinusförmigen Ausgangssignale (U_0, U_1) bestimmt wird, in welchem Quadranten der Phasenwinkel (α) ist und ein entsprechendes digitales Quadrantensignal (D_{n+1}, D_n) erzeugt wird,
 - d) in Abhängigkeit von dem Quadrantensignal (D_{n+1}, D_n) entweder die erste oder die zweite Linearkombination (U_2, U_3) mittels eines Digital-/Analogwandlers mit einem Iterationswinkelsignal (D_0, \dots, D_{n-1}) zu einem analogen Multiplikationssignal multipliziert wird, wobei das Iterationswinkelsignal (D_0, \dots, D_{n-1}) schrittweise in Abhängigkeit vom Quadrantensignal (D_{n+1}, D_n) einer Funktion

$$\left(\frac{1}{2} \left[\frac{U_2}{U_3} + 1 \right] \right) \text{ oder } \left(\frac{1}{2} \left[\frac{U_3}{U_2} + 1 \right] \right)$$

angenähert wird,

- e) mittels eines Komparators, das Multiplikationssignal mit dem Ausgangssignal (U_1) verglichen wird und
- f) bei Übereinstimmung des Multiplikationssignals mit dem Ausgangssignal (U_1) das Quadrantensignal (D_{n+1}, D_n) zusammen mit dem Iterationswinkelsignal (D_0, \dots, D_{n-1}) als ein dem Phasenwinkel entsprechendes Winkelsignal ($D_{n+1}, D_n; D_0, \dots, D_{n-1}$) ausgegeben wird und bei Nichtübereinstimmung die Schritte d) bis f) mit einem modifizierten Iterationswinkelsignal (D_0, \dots, D_{n-1}) wiederholt werden.
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Ausgangssignale (U_0, U_1) verstärkt werden und zur Bildung der Linearkombinationen (U_2, U_3) mittels eines Halteglieds für die Dauer einer Abtastperiode gehalten werden.
3. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß zur Erzeugung des digitalen Quadrantensignals aus den Ausgangssignalen (U_0, U_1) Logiksignale (u_0, u_1) erzeugt werden, wobei
 - einem Ausgangssignal $U_0 > 0$ das Logiksignal $u_0 = 1$,
 - einem Ausgangssignal $U_0 < 0$ das Logiksignal $u_0 = 0$,
 - einem Ausgangssignal $U_1 > 0$ das Logiksignal $u_1 = 1$,
 - einem Ausgangssignal $U_1 < 0$ das Logiksignal $u_1 = 0$

zugeordnet ist.

4. Verfahren nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Bits D_{n+1} und D_n des digitalen Quadrantensignals (D_{n+1} , D_n) durch zugeordnete logische Operationen aus den Logiksignalen u_0 und u_1 gebildet werden, wobei D_n durch eine XOR-Operation aus u_0 und u_1 und D_{n+1} durch eine Negierungs-Operation aus u_0 gebildet wird.

5. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß der Vergleich des Multiplikationssignals mit dem Ausgangssignal (U_1) durch die Bildung einer Differenz

$$U_1 - \frac{1}{2} \left[\frac{U_2}{U_3} + 1 \right] * U_3$$

10

oder

$$U_1 - \frac{1}{2} \left[\frac{U_3}{U_2} + 1 \right] * U_2$$

15

erfolgt, wobei das Iterationswinkelsignal (D_0, \dots, D_{n-1}) durch sukzessive Approximation solange verändert wird, bis die Differenz Null ist.

6. Verfahren nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß das Quadrantensignal (D_{n+1} , D_n) zusammen mit dem Iterationswinkelsignal (D_0, \dots, D_{n-1}) mittels einer trigonometrischen Funktion oder einer Winkeltabelle auf einen Winkel abgebildet werden, der dem tatsächlichen Phasenwinkel entspricht.

7. Positionsgeber zur Ermittlung eines Phasenwinkels (α) mit

a) einem Sensor, der in Abhängigkeit von dem Phasenwinkel (α) ein sinusförmiges Ausgangssignal ($U_0(\alpha) = A \cdot \sin\alpha$) und ein cosinusförmiges Ausgangssignal ($U_1(\alpha) = A \cdot \cos\alpha$) erzeugt, dadurch gekennzeichnet, daß

25

b) ein Addierer vorgesehen ist, der aus diesen Ausgangssignalen eine erste Linearkombination ($U_2 = U_1 + U_0$) erzeugt und ein Subtrahierer, der eine zweite Linearkombination ($U_3 = U_1 - U_0$) erzeugt,

c) eine Quadrantenlogik, die durch Untersuchung der Vorzeichen der Ausgangssignale (U_0 , U_1) bestimmt, in welchem Quadranten der Phasenwinkel (α) ist und ein entsprechendes digitales Quadrantensignal (D_{n+1} , D_n) erzeugt,

30

d) einem Mikroprozessor, dem das digitale Quadrantensignal (D_{n+1} , D_n) zugeführt wird,

e) einem Digital-/Analogwandler, dem in Abhängigkeit von dem Quadrantensignal (D_{n+1} , D_n) entweder die erste Linearkombination (U_2) oder die zweite Linearkombination (U_3) als Referenzsignal zugeführt wird, wobei der Mikroprozessor dem Digital-/Analogwandler laufend ein Iterationswinkelsignal (D_0, \dots, D_{n-1}) zugeführt, welches der Digital-/Analogwandler mit dem Referenzsignal zu einem Multiplikationssignal multipliziert, wobei das Iterationswinkelsignal (D_0, \dots, D_{n-1}) schrittweise in Abhängigkeit vom Quadrantensignal (D_{n+1} , D_n) einer Funktion

35

$$\left(\frac{1}{2} \left[\frac{U_2}{U_3} + 1 \right] \right) \text{ oder } \left(\frac{1}{2} \left[\frac{U_3}{U_2} + 1 \right] \right)$$

40

angenähert wird,

e) einem Komparator, dem das Multiplikationssignal zugeführt wird, wobei der Komparator das Multiplikationssignal mit dem Ausgangssignal (U_1) vergleicht und dem Mikroprozessor ein Vergleichssignal zuführt und wobei der Mikroprozessor bei Übereinstimmung des Multiplikationssignals mit dem Ausgangssignal (U_1) das Quadrantensignal (D_{n+1} , D_n) zusammen mit dem Iterationswinkelsignal (D_0, \dots, D_{n-1}) als ein dem Phasenwinkel entsprechendes Winkelsignal (D_{n+1} , D_n ; D_0, \dots, D_{n-1}) ausgibt und bei Nichtübereinstimmung dem Digital-/Analogwandler im nächsten Takt ein modifiziertes Iterationswinkelsignal (D_0, \dots, D_{n-1}) zuführt, bis das Multiplikationssignal mit dem Ausgangssignal (U_1) übereinstimmt.

50

8. Positionsgeber nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß ein Verstärker zur Verstärkung der Ausgangssignale (U_0 , U_1) und ein Halteglied vorgesehen ist, das die Ausgangssignale (U_0 , U_1) zur Bildung der Linearkombinationen (U_2 , U_3) für die Dauer einer Abtastperiode hält.

9. Positionsgeber nach einem der Ansprüche 7 oder 8, dadurch gekennzeichnet, daß ein Schalter vorgesehen ist, der durch das Quadrantensignal (D_{n+1} , D_n) umschaltbar ist und der zwei Eingänge aufweist, an denen die Signale der Linearkombinationen (U_2 , U_3) anliegen und einen Ausgang, der mit einem Referenzsignaleingang des Digital-/Analogwandlers verbunden ist.

55

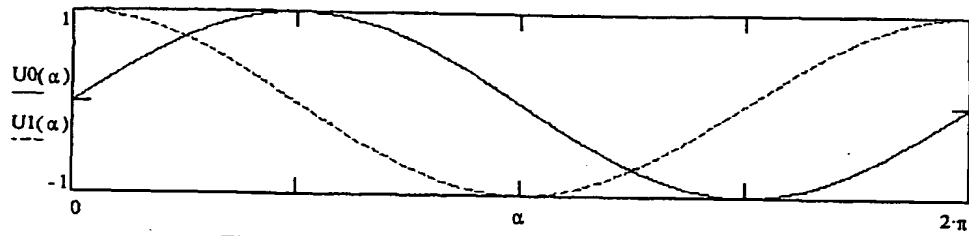
10. Positionsgeber nach einem der Ansprüche 7 bis 9, dadurch gekennzeichnet, daß ein Periodenzähler vorgesehen ist, der die vollen Umdrehungen des Positionsgebers ermittelt.

60

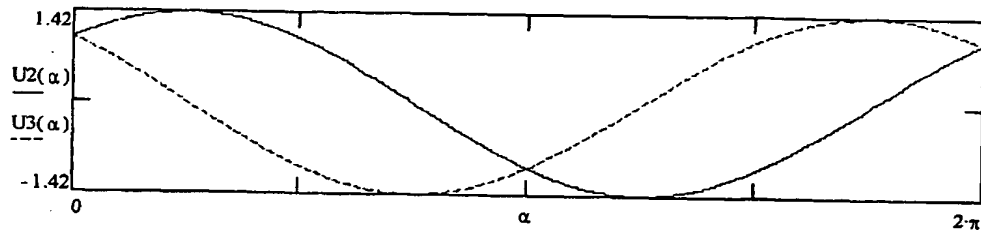
Hierzu 2 Seite(n) Zeichnungen

65

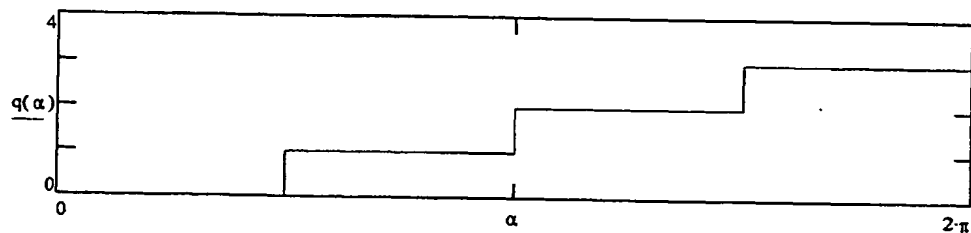
- Leerseite -



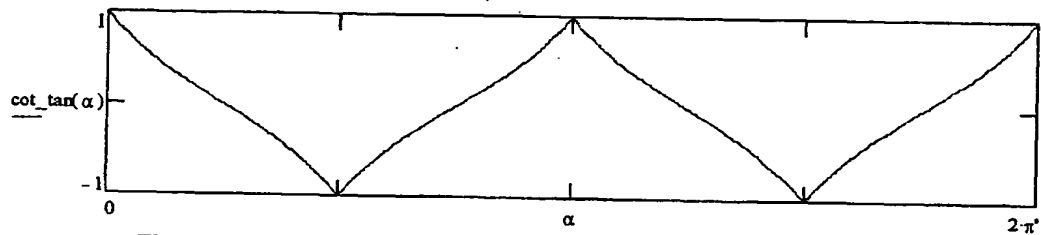
Figur 1: Spurssignale U_0 und U_1 (normiert)



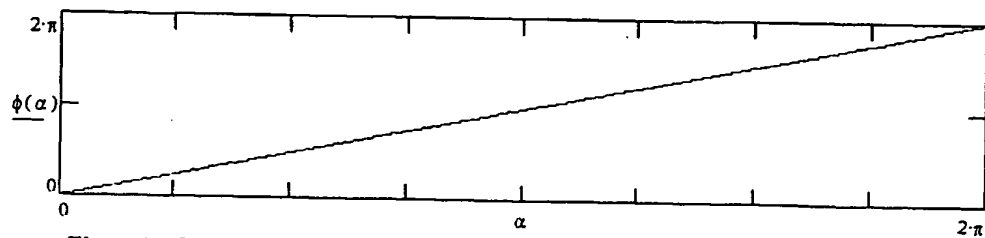
Figur 2: Linearkombinationen U_2 und U_3



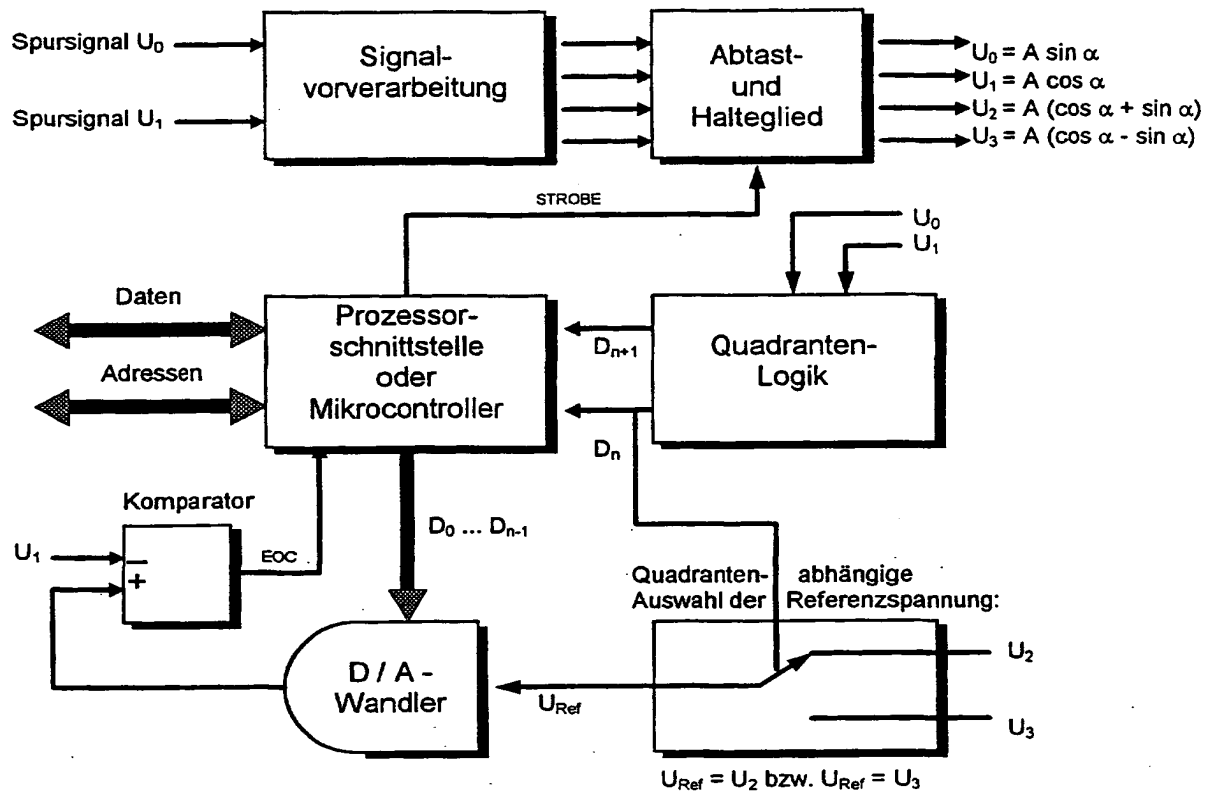
Figur 3: Quadranten $q = 0 \dots 3$



Figur 4: Zugehörige Cot-/Tan-Funktionen (4 Auswertebereiche)



Figur 5: Berechneter Lagewert (Ergebnis der Tan/Cot-Interpolation)



Figur 6: Prinzipschaltung zum Auswerteverfahren

Evaluation method for contactless distance or angle transducer with sinusoidal track signals

Patent Number: DE19539134
Publication date: 1997-04-24
Inventor(s): SCHOEDLBAUER DIETER DIPL PHYS (DE)
Applicant(s): SCHOEDLBAUER DIETER DIPL PHYS (DE)
Requested Patent: DE19539134
Application Number: DE19951039134 19951020
Priority Number(s): DE19951039134 19951020
IPC Classification: G01B7/00; G01B7/30; H03M1/12
EC Classification: G01D5/244B
Equivalents:

Abstract

The method involves principally evaluating only the relative phase position of the two signals. The tangents and cotangents of the phase angle are displayed in the form of quotients of functions of the phase angle during suitably selected successive quadrants of a signal period. Both angle functions are used only in the range between -1 and +1, so that the gradient of the angle functions, relative to the phase angle, is less than or equal to 2. The suitable quadrants are selected using angle function signals formed by adding or subtracting the measurement signals to impart a phase shift of 45 deg. w.r.t. the measurement signals.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

DOCKET NO: AR-R14

SERIAL NO: _____

APPLICANT: Antar Rodi

LERNER AND GREENBERG P.A.

P.O. BOX 2480

HOLLYWOOD, FLORIDA 33022

TEL. (954) 925-1100

THIS PAGE BLANK (USPTO)